

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.04.022

引用格式:蔡文新,蔺云,蒋东.L频段机载腔体双频滤波器协同仿真设计[J].电讯技术,2014,54(4):491-495.[CAI Wen-xin,LIN Yun,JIANG Dong.Co-simulation Design of L-band Cavity Dual-passband Filters for Airborne Applications[J].Telecommunication Engineering,2014,54(4):491-495.]

L 频段机载腔体双频滤波器协同仿真设计*

蔡文新^{1,**},蔺云¹,蒋东²

(1.成都天奥电子股份有限公司,成都 611731;2.中国西南电子技术研究所,成都 610036)

摘要:提出了一种利用 HFSS 和 Designer 协同仿真快速设计双频滤波器的方法。两路滤波器都由同轴腔体带通滤波器组成,采用 T 型抽头的馈电方式,通过灵活的布局来减小滤波器的体积,最终加工了实物,给出了仿真和实测结果。该滤波器的工作频带覆盖 1.421 ~ 1.858 GHz,并使得 1.576 ~ 1.604 GHz 频段的抑制在 30 dB 以上,整体尺寸仅为 140 mm×86 mm×45 mm,满足了机载环境的使用。目前,该滤波器已应用于多个工程。

关键词:航电系统;双频滤波器;L 频段;带通滤波器;协同仿真设计

中图分类号:TN713 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)04-0491-05

Co-simulation Design of L-band Cavity Dual-passband Filters for Airborne Applications

CAI Wen-xin¹,LIN Yun¹,JIANG Dong²

(1. Chengdu Spaceon Electronics Co., Ltd., Chengdu 611731, China; 2. Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: This paper presents a dual-passband filter using the method of co-simulation design with HFSS and Designer. Both of passband filters with miniature size are consisted of coaxial bandpass filters and feeded using T-cap. The measured and simulated results are also given. The filter which only sizes 140 mm×86 mm×45 mm workes on the 1.421 ~ 1.858 GHz and restraines more than 30 dB at 1.576 ~ 1.604 GHz, so it satisfies the application requirement in aircraft. The dual-passband filter has been successfully applied in many projects.

Key words: avionics system; dual-passband filter; L-band; bandpass filter; co-simulation design

1 引言

随着现代战场环境越来越复杂,对航电系统抗干扰性能的要求也越来越高,系统中所使用的滤波器不仅要求可以抑制杂散的噪声信号,而且还要求其工作在多个分离的频段以满足一个多模终端来实现不同的业务需求^[1]。所以,多频滤波器的研究越来越受到重视。

双频滤波器是多频滤波器中最简单的一种形式,目前国内外设计双频滤波器的方法大量涌现,主要包括滤波器组合法^[2-3]、利用耦合谐振器寄生通带法、带通和带阻滤波器级联法等。文献[4]提出了一种利用宽频带的带通滤波器串联一个窄频带带阻滤波器得到双频带的方法,但该方法缺点是滤波器体积非常大,而且增加了设计成本。文献[5]中

* 收稿日期:2013-10-18;修回日期:2014-02-16 Received date:2013-10-18;Revised date:2014-02-16

** 通讯作者:ewxsaka@163.com Corresponding author:ewxsaka@163.com

给出的双频滤波器是基于用耦合谐振器的寄生通带的方法,虽然该方法明显减小了滤波器的体积,但是第二通带的中心频率和带宽不易控制,无法独立可调,增加了设计难度和调试难度。

为了弥补文献[5]中设计的不足,实现两个通带独立可调,降低设计难度,本文采用了两个带通滤波器的组合实现双频滤波器的方式。其两路滤波器均由腔体带通滤波器组成,并利用 T 型抽头对滤波器进行馈电,通过灵活的布局来减小滤波器的体积,相比文献[4]的设计,该双频滤波器体积减小了约 40%。在电路设计上,本文使用了场路结合的协同仿真技术进行快速设计,该方法无论从设计周期还是仿真结果的精确性上,相比传统的设计方法都有很大的优势。首先,在 ADS 中建立等效电路,优化提取目标参数;然后在 HFSS 中建立全腔电磁仿真模型,并建立集总端口导入 Designer 中仿真,优化各参数直至满足指标,进而确定滤波器的实际尺寸;最终加工并测试了该滤波器,测试结果与协同仿真结果基本吻合,验证了该方法的可行性。

2 双频滤波器的结构与与设计

2.1 双频滤波器的拓扑结构

本文设计的双频滤波器用于机载设备,其指标如下:通带 A 为 1.421 ~ 1.533 GHz,通带 B 为 1.652 ~ 1.858 GHz,通带内插损小于 0.8 dB,驻波小于 1.35,1.576 ~ 1.604 GHz 抑制大于 30 dB,2.0 GHz 抑制大于 60 dB。

根据指标要求选择合适的切比雪夫低通原形,

确定两路滤波器的级数,低频段为 7 级、高频段为 8 级,然后根据尺寸限制来确定滤波器的拓扑结构。图 1 给出了双频滤波器的电路拓扑结构,实线代表谐振器间的耦合路径,A 和 B 分别代表两路带通滤波器,由于 A 和 B 之间没有耦合,所以每个通带的带宽、插损、驻波比等指标都是独立可调的。该布局可有效减小滤波器的整体尺寸。

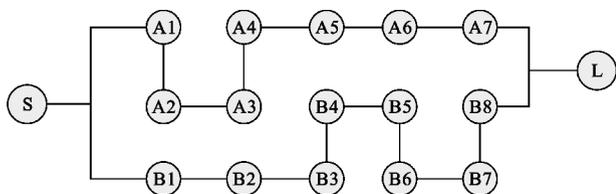


图 1 双频滤波器的电路拓扑结构
Fig. 1 Topology of dual-passband filter

2.2 双频滤波器的等效电路模型

根据切比雪夫滤波器综合理论^[6],可以分别计算每路带通滤波器的耦合系数 k 和外部 Q 值,并在 ADS 中建立等效电路模型进行仿真和优化,该滤波器的等效电路模型如图 2 所示,根据指标要求取 $Q_1 = Q_2 = 2000$, $L1 = C1 = 1/(2\pi f_{01})$, $L2 = C2 = 1/(2\pi f_{02})$,其中 f_{01} 和 f_{02} 分别为两个通带的中心频率。通过将综合提取的耦合系数 k 和外部 Q 值的初始值代入该模型中优化可得

$$(1) \text{ 低频段: } k_{12} = k_{67} = 0.083, k_{23} = k_{56} = 0.056, k_{34} = k_{45} = 0.052, Q_{e1} = 8.6;$$

$$(2) \text{ 高频段: } k_{12} = k_{78} = 0.12, k_{23} = k_{67} = 0.084, k_{34} = k_{56} = 0.077, k_{45} = 0.076, Q_{e2} = 6.7。$$

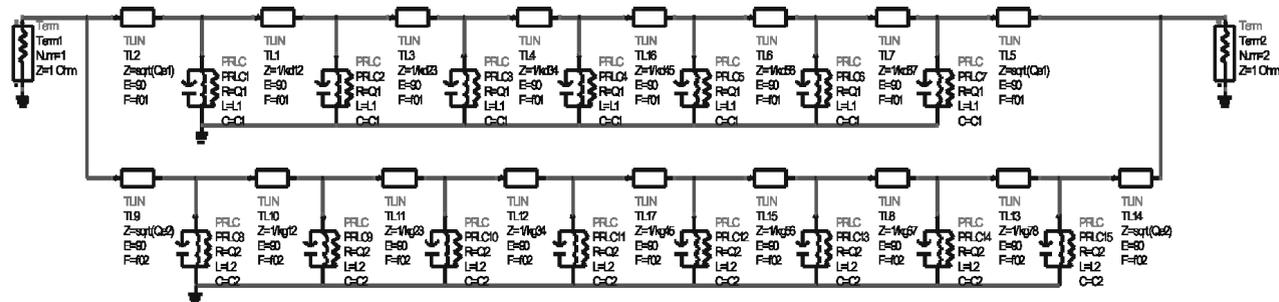


图 2 双频滤波器的等效电路模型
Fig. 2 Equivalent circuit model of the dual-passband filter

该双频滤波器的最终仿真结果如图 3 所示。从图中可以看到,回波损耗、带外抑制等指标均满足设

计要求并有很大余量。

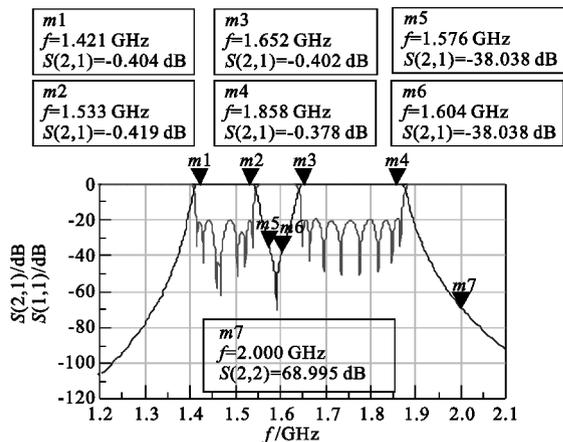


图 3 双频滤波器等效电路的 ADS 仿真曲线
Fig. 3 The simulated result of the dual-passband filter

2.3 双频滤波器的全腔电磁仿真模型

首先,在 HFSS 中要建立单腔模型,考虑到滤波器整体尺寸的限制,我们给定单腔尺寸为 $20\text{ mm} \times 20\text{ mm} \times 35\text{ mm}$ 。利用本征模法对建立的单腔模型进行仿真,得到谐振杆的长度为 32 mm ,通过调节调谐螺钉可分别谐振于两路带通滤波器的中心频率。

其次,利用双腔本征模法^[7]对级间耦合进行仿真,进而确定耦合系数所对应的耦合机构尺寸,且为增强耦合,在两谐振杆间增加凸台。以 ADS 建立的等效电路模型优化提取的耦合系数为目标参数,再经 HFSS 中仿真可得到各级耦合机构的初值。

最后,公共端输入、输出耦合的确定可采用群时延的方法^[8],其目标值从 ADS 等效电路模型中提取。在 HFSS 中采用传输模法对建立的物理模型的群时延进行仿真来确定抽头在谐振杆上的位置。该方法类似于双工器公共抽头的设计^[9]。

根据以上的仿真设计和电路拓扑结构建立 HFSS 全腔电磁仿真模型,如图 4 所示。输入端的公共抽头由于使用的镀银铜线较长,所以用聚四氟乙烯

介质将其固定,避免因振动使其接触腔壁而短路。抽头的具体位置经仿真得出:通带 A 输入端抽头位置距离谐振杆短路端 19.8 mm ,输出端抽头位置距离谐振杆短路端 18 mm ;通带 B 输入端抽头位置距离谐振杆短路端 27 mm ,输出端抽头位置距离谐振杆短路端 29.2 mm 。该方法得出的抽头位置,经过多年实践的验证是基本准确的。

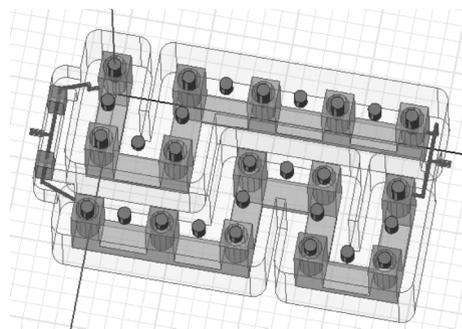


图 4 双频滤波器 HFSS 三维电磁仿真模型
Fig. 4 3-D EM full-wave simulation model of the dual-passband filter

2.4 双频滤波器的协同仿真设计

协同仿真技术将电路仿真的速度和三维仿真的精度相结合,解决了三维仿真软件对复杂模型的耗时长、不易收敛等问题。本文的双频滤波器的协同仿真是在 Designer 中通过导入 HFSS 的 N 端口模型,并在端口处加载电容变量来实现快速优化目标的,具体步骤如下:

- (1) 在每个调谐螺钉与谐振杆内腔间、耦合螺钉与凸台间建立 Lumped Port,并设定积分线方向;
- (2) 三维模型建立好端口后在 HFSS 中运行一遍,再导入 Designer 中。对每一个端口加载一个集总电容,并将其设为优化变量。Designer 中建立的模型如图 5 所示;

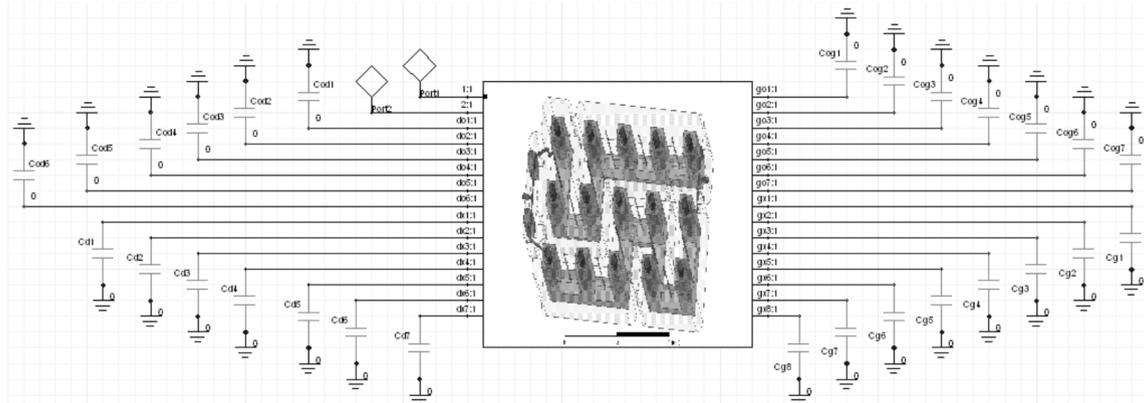


图 5 双频滤波器 Designer 仿真模型
Fig. 5 The simulated model of the dual-passband filter in Designer

(3)按照指标要求设置优化目标,运行优化后看是否满足指标要求。若不满足,返回 HFSS 中修改凸台高度、调谐杆长度等物理参数,重新运行导入 Designer 中优化直至满足要求。

该协同仿真的快速优化方法可将设计周期由一到两周缩短至 2~3 天。最终的优化曲线如图 6 所示,结果显示,两个通带实际工作范围为 1.421~1.533 GHz 和 1.652~1.858 GHz,通带内回波损耗小于 18 dB,插损小于等于 0.5 dB,阻带 1.576~1.604 GHz 抑制大于 30 dB,2.0 GHz 处抑制大于 80 dB,说明该物理尺寸满足指标要求。具体的尺寸参数见表 1。表中, $h_{d1} \sim h_{d6}$ 为通带 A 的级间耦合凸

台的高度; $h_{g1} \sim h_{g7}$ 为通带 B 的级间耦合凸台的高度,单位 mm。

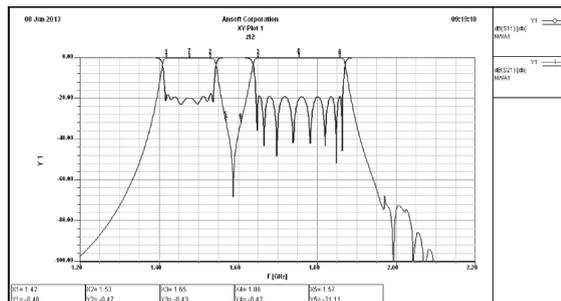


图 6 双频滤波器的协同仿真曲线
Fig. 6 The co-simulated result of the dual-passband filter

表 1 双频滤波器的物理尺寸参数
Table 1 Dimensions of the dual-passband filter

h_{d1}	h_{d2}	h_{d3}	h_{d4}	h_{d5}	h_{d6}	h_{g1}	h_{g2}	h_{g3}	h_{g4}	h_{g5}	h_{g6}	h_{g7}
6.0	1.5	1.0	1.5	3.5	7.0	8.5	5.5	4.5	4.0	4.3	4.8	9.5

3 试验结果分析

根据以上设计得出的尺寸对 L 频段双频滤波器进行实物加工、调试和测量,实物图片及测试曲线如图 7 所示。由图 7(b)可见,实物测试结果与协同仿真结果比较吻合,主要电性能指标测试如下:1.421~1.533 GHz 插损为 0.56 dB;1.652~1.858 GHz 插损为 0.55 dB;驻波比为 1.3;阻带 1.576~1.604 GHz 抑制大于 30 dB;2.0 GHz 抑制大于 80 dB。该滤波器外形尺寸为 140 mm×86 mm×45 mm。

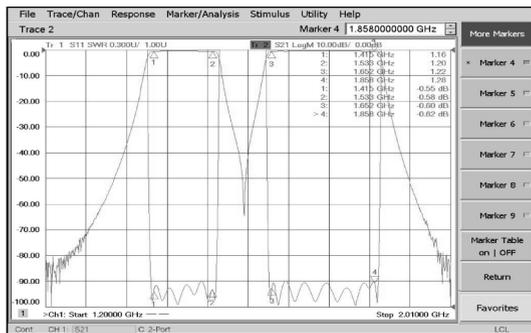
实测结果和仿真结果的对比如表 2 所示。由表

2 可知,两者性能指标十分吻合,最小误差可以达到小数点后两位,最大误差只有 3 dB 左右,而文献 [3] 和文献 [4] 采用的传统设计方法实测结果与仿真结果的最小误差为 0.5 dB,对于插损指标来说这个误差是非常大的,而实测与仿真结果的最大误差也有约 10 dB,进而验证了协同仿真方法的高度准确性。

按该方法设计的结构调试一次成功,减少了返工次数,降低了调试难度,从而节约了成本,对今后该领域产品的设计具有实际指导意义。



(a) 实物图片



(b) 实测曲线

图 7 双频滤波器实物图及实测曲线

Fig. 7 Photograph and measurement result of the dual-passband filter

表 2 实测结果与协同仿真结果对比表

Table 2 The comparison between the measured and co-simulated results

对比项	频率/GHz	指标要求 /dB	仿真值 /dB	实测值 /dB
插损	1.421 ~ 1.533	≤0.80	0.48	0.56
	1.652 ~ 1.858		0.43	0.62
驻波	1.421 ~ 1.533	<1.50	1.25	1.30
	1.652 ~ 1.858		1.25	1.30
带外抑制	1.576 ~ 1.604	>30	31	33
	2.0	>60	80	83

4 结 论

本文设计了一款 L 频段腔体双频带通滤波器, 通过将两个带通滤波器组合的方法来实现两通带独立可调, 而且这种组合方式布局灵活, 可有效减小滤波器整体尺寸, 满足机载环境的使用要求。该滤波器采用场路结合的协同仿真技术进行快速准确设计, 极大地缩短了设计周期, 提高了仿真结果的准确性。最终对滤波器进行了加工及实物测量, 结果表明该双频滤波器的插损、驻波和带外抑制均优于指标要求, 且仿真结果与实测结果十分吻合, 证明了该设计方法切实可行, 对今后滤波器的精确设计具有实际指导意义, 现已应用于多个工程。但该方法也有不完善之处, 即 Designer 中加载电容值与 HFSS 中调试机构改变长度现只能通过数值拟合法预估, 具体的理论公式还未找到, 也是需要进一步深入研究的重点。

参考文献:

- [1] 汪敏, 王银, 吴文. 一种小型化发夹型双频交叉耦合滤波器的设计[J]. 制导与引信, 2011, 32(1): 40-44.
WANG Min, WANG Yin, WU Wen. A Double-frequency Cross Coupling Filter Design Using Compact Hairpin Resonators[J]. Guidance & Fuze, 2011, 32(1): 40-44. (in Chinese)
- [2] Lee J, Uhm M S, Yom I B. A Dual-Passband Filter of Canonical Structure for Satellite Application[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2004, 14(6): 271-273.
- [3] Chu Qing-xin, Chen Fu-chang. Multiband Bandpass Filter Technologies[J]. Journal of South China University of Technology, 2012, 40(10): 219-225.
- [4] 冯晶天, 陈松, 肖芬. 基于混合参数元件的无线双频带通

滤波器设计[J]. 现代电子技术, 2010(2): 154-156.

FENG Jing-tian, CHEN Song, XIAO Fen. Wireless Dual-band Bandpass Filter Design Based on Hybrid Parameter Elements[J]. Modern Electronics Technique, 2010(2): 154-156. (in Chinese)

- [5] Sun S, Zhu L. Compact Dual-band Microstrip Bandpass Filter without External Feeds[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2005, 15(10): 644-646.
- [6] 甘本祯, 吴万春. 现代微波滤波器的结构与设计[M]. 北京: 科学出版社, 1973: 148-152.
GAN Ben-po, WU Wan-chun. Structure and Design of Modern Microwave Filter[M]. Beijing: Science Press, 1973: 148-152. (in Chinese)
- [7] 俞兴明, 朱其凯. 一种用于 3G 通信的同轴腔射频滤波器综合设计[J]. 电讯技术, 2012, 53(10): 1648-1650.
YU Xing-ming, ZHU Qi-kai. Synthetical Design of a Coaxial Cavity RF Filter Used in 3G Communication[J]. Telecommunication Engineering, 2012, 53(10): 1648-1650. (in Chinese)
- [8] Ness J B. A Unified Approach to the Design, Measurement, and Tuning of Coupled-Resonator Filters[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1998, 46(4): 343-346.
- [9] 邹骥. 一种 Ku 频段机载同轴双工器设计[J]. 电讯技术, 2010, 50(7): 108-109.
ZOU Ji. Design of a Ku-band Coaxial Diplexer for Airborne Application[J]. Telecommunication Engineering, 2010, 50(7): 108-109. (in Chinese)

作者简介:



蔡文新(1984—), 男, 山东聊城人, 硕士, 助理工程师, 主要研究方向为微波无源器件设计;

CAI Wen-xin was born in Liaocheng, Shandong Province, in 1984. He is now an assistant engineer with the M. S. degree. His research concerns microwave passive device design.

Email: cwxsaka@163.com

蔺云(1981—), 男, 四川营山人, 硕士, 工程师, 主要研究方向为微波电路设计;

LIN Yun was born in Yingshan, Sichuan Province, in 1981. He is now an engineer with the M. S. degree. His research concerns microwave circuits design.

蒋东(1979—), 男, 重庆人, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为航空通信系统电磁兼容设计。

JIANG Dong was born in Chongqing, in 1979. He is now an senior engineer with the M. S. degree. His research concerns the EMI design of communication system in aviation.